

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 10201241 A

(43) Date of publication of application: 31.07.98

(51) Int. Cl

H02M 7/48

// H02M 11/00

(21) Application number: 09005066

(22) Date of filing: 14.01.97

(71) Applicant: MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD

(72) Inventor: ONISHI MASAHIKO OGASAWARA HIROSHI

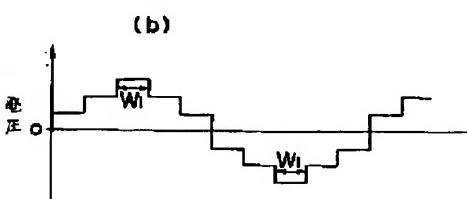
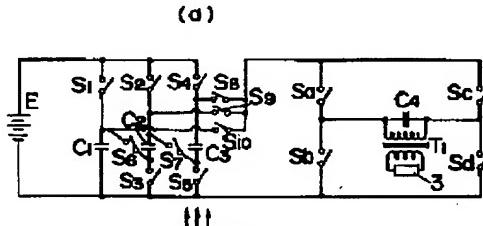
(54) POWER CONVERTER

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a power converter which can adjust feed power to a load by using no special configuration as the DC power supply and without increasing its size or reducing its power conversion efficiency.

SOLUTION: From a power supply portion comprising switched capacitors and an inverter circuit, a step-form and sine-wave-form AC voltage is outputted. The output voltage of the power supply portion is applied to a load 3 via a leakage transformer  $T_1$  comprising the parallel circuit of its primary winding and a capacitor  $C_4$ . A filter element is formed out of the leakage component of the leakage transformer  $T_1$  and the capacitor  $C_4$ , and the ON-OFF timings of switching elements  $S_1-S_{10}$  are controlled by a timing control circuit CN to control the feed power to the load 3.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-201241

(43)公開日 平成10年(1998)7月31日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>  
H 02 M 7/48  
// H 02 M 11/00

識別記号

F I  
H 02 M 7/48  
11/00

E

審査請求 未請求 請求項の数 6 OL (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平9-5066

(22)出願日 平成9年(1997)1月14日

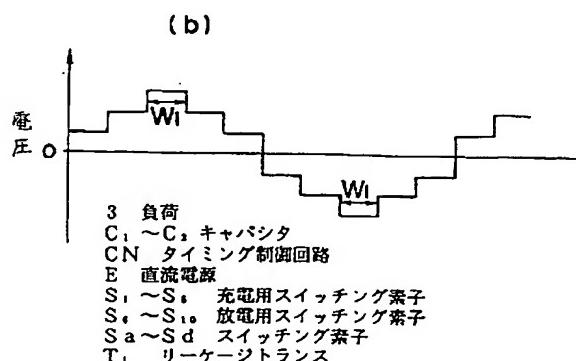
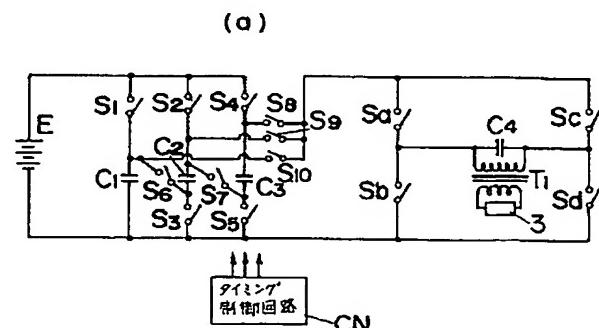
(71)出願人 000005832  
松下電工株式会社  
大阪府門真市大字門真1048番地  
(72)発明者 大西 雅人  
大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株  
式会社内  
(72)発明者 小笠原 宏  
大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株  
式会社内  
(74)代理人 弁理士 西川 恵清 (外1名)

(54)【発明の名称】 電力変換装置

(57)【要約】

【課題】直流電源として特別な構成のものを用いず、大型化したり電力変換効率を低下させたりすることなく負荷への供給電力を調節可能とした電力変換装置を提供する。

【解決手段】スイッチトキャパシタとインバータ回路とからなる電源部から階段状かつ正弦波形状の交流電圧を出力する。電源部の出力電圧は、1次巻線にコンデンサC<sub>4</sub>を並列接続したリーケージトランスT<sub>1</sub>を介して負荷3に印加される。リーケージトランスT<sub>1</sub>のリーケージ成分とコンデンサC<sub>4</sub>とによりフィルタ要素が形成され、タイミング制御回路CNによりスイッチング素子S<sub>1</sub>～S<sub>10</sub>のオンオフのタイミングを制御すると、負荷3への供給電力が制御される。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するフィルタ要素とを備え、電源部の出力電圧の周波数成分比を変化させることによりフィルタ要素を通して負荷に供給される電力を調整することを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】 フィルタ要素は圧電トランスよりなることを特徴とする請求項1記載の電力変換装置。

【請求項3】 電源部は、複数個のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形状とするタイミング制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備え、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させて圧電トランスに印加するインバータ回路を備え、タイミング制御回路による上記タイミングを制御することにより出力電圧の周波数成分比を変化させることを特徴とする請求項1または請求項2記載の電力変換装置。

【請求項4】 放電灯を負荷とし、フィルタ要素は放電灯を安定に点灯維持することができる電圧を出力することを特徴とする請求項1ないし請求項3記載の電力変換装置。

【請求項5】 不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、圧電素子を挟んで一対の入力電極を対向配置した駆動部から所定距離だけ離して圧電素子に出力電極を設けて発電部が形成されたトランスであって電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するとともに電源部の出力電圧を電圧変換して負荷に印加する圧電トランスとを備え、電源部は、複数個のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形状とするタイミング制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備えるとともに、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させて圧電トランスに印加するインバータ回路を備え、タイミング制御回路による上記タイミングを制御することにより出力電圧の周波数成分比を変化させることを特徴とする電力変換装置。

【請求項6】 電源部は出力電圧が休止期間を持つとともに休止期間が調節であることを特徴とする請求項1ないし請求項5記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、不連続波形の交流電圧を発生する電源部を用いるとともに負荷への供給電力を調節可能とした電力変換装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】本件発明者は、スイッチトキャパシタおよびインバータ回路を併用することによって直流から交流に電力変換する電力変換装置を従来より提案してきた。図10に、この種の電力変換装置の一例を示す。スイッチトキャパシタとしては、3個のキャパシタC<sub>1</sub>～C<sub>3</sub>を備えたものを図示してある。また、直流電源Eの正極とキャパシタC<sub>1</sub>との間には充電用スイッチング素子S<sub>1</sub>を挿入し、キャパシタC<sub>2</sub>、C<sub>3</sub>と直流電源Eの各極との間にはそれぞれ充電用スイッチング素子S<sub>2</sub>～S<sub>5</sub>を挿入してある。さらに、各キャパシタC<sub>1</sub>～C<sub>3</sub>と充電用スイッチング素子S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub>、S<sub>4</sub>との接続点に一端を接続し他端を共通に接続した放電用スイッチング素子S<sub>8</sub>～S<sub>10</sub>を設け、キャパシタC<sub>1</sub>の正極とキャパシタC<sub>2</sub>の負極との間およびキャパシタC<sub>2</sub>の正極とキャパシタC<sub>3</sub>の負極との間にそれぞれ放電用スイッチング素子S<sub>6</sub>、S<sub>7</sub>を挿入してある。充電用スイッチング素子S<sub>1</sub>～S<sub>5</sub>および放電用スイッチング素子S<sub>6</sub>～S<sub>10</sub>のオンオフのタイミングはタイミング制御回路CNにより制御され、放電用スイッチング素子S<sub>8</sub>～S<sub>10</sub>を共通に接続した接続点の電位を段階状に変化させる。

【0003】一方、インバータ回路は、スイッチング素子S<sub>a</sub>～S<sub>d</sub>をブリッジ接続したものであって、それぞれスイッチング素子S<sub>a</sub>～S<sub>d</sub>を直列接続した各アームにおけるスイッチング素子S<sub>a</sub>、S<sub>b</sub>およびS<sub>c</sub>、S<sub>d</sub>の接続点間にリーケージトランスT<sub>1</sub>の1次巻線およびコンデンサC<sub>4</sub>の並列回路を接続し、リーケージトランスT<sub>1</sub>の2次巻線には負荷3を接続してある。この種のインバータ回路は周知のものであって、ブリッジ回路の対角位置に配置されたスイッチング素子S<sub>a</sub>、S<sub>d</sub>およびS<sub>b</sub>、S<sub>c</sub>を同時にオンにする期間を設けるとともに、各アームのスイッチング素子S<sub>a</sub>、S<sub>b</sub>およびS<sub>c</sub>、S<sub>d</sub>が同時にオンにならないように制御し、かつスイッチング素子S<sub>a</sub>、S<sub>d</sub>を同時にオンにする期間とスイッチング素子S<sub>b</sub>、S<sub>c</sub>を同時にオンにする期間とを交互に発生させることによって、負荷3に印加される電圧の極性を交番させるようになっている。スイッチング素子S<sub>a</sub>～S<sub>d</sub>のオンオフはスイッチトキャパシタの充電用スイッチング素子S<sub>1</sub>～S<sub>5</sub>や放電用スイッチング素子S<sub>6</sub>～S<sub>10</sub>と同様にタイミング制御回路CNにより制御される。

【0004】したがって、スイッチトキャパシタにより段階状に変化する電圧を発生させ、インバータ回路により負荷3に印加する電圧の極性を交番させることができるのであって、スイッチトキャパシタとインバータ回路とを適宜に制御することで段階状に変化する(つまり不

連続波形である) 正弦波形状の交流電圧を負荷3に印加することが可能になるのである。

【0005】ところで、タイミング制御回路CNは、各充電用スイッチング素子S<sub>1</sub>～S<sub>5</sub>、放電用スイッチング素子S<sub>6</sub>～S<sub>10</sub>、スイッチング素子S<sub>a</sub>～S<sub>d</sub>を図1-1に示すようなタイミングで制御する。いま、図1-0に示す回路が定常動作を行なっているものとして動作を説明する。まず、時刻t<sub>0</sub>において充電用スイッチング素子S<sub>1</sub>～S<sub>5</sub>をすべてオンにし、かつ放電用スイッチング素子S<sub>10</sub>をオンにする。このとき、各キャパシタC<sub>1</sub>～C<sub>3</sub>の両端電圧は直流電源Eの両端電圧にほぼ一致する電圧まで充電され、インバータ回路に印加される電圧V<sub>1</sub>は図1-1(o)のように直流電源Eの電圧にほぼ等しくなる。

【0006】次に、時刻t<sub>1</sub>においてすべての充電用スイッチング素子S<sub>1</sub>～S<sub>5</sub>をオフにし、放電用スイッチング素子S<sub>6</sub>、S<sub>9</sub>のみをオンにする。これによって、キャパシタC<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>が直列接続され、インバータ回路に印加される電圧V<sub>1</sub>は直流電源Eの両端電圧のほぼ2倍になる。さらに時刻t<sub>2</sub>において、この状態から放電用スイッチング素子S<sub>9</sub>をオフにし、スイッチング素子S<sub>7</sub>、S<sub>8</sub>をオンにすれば、すべてのキャパシタC<sub>1</sub>～C<sub>3</sub>を直列に接続したことになり、インバータ回路に印加される電圧V<sub>1</sub>は直流電源Eの両端電圧のほぼ3倍になる。

【0007】時刻t<sub>3</sub>においては時刻t<sub>1</sub>と同じ状態に設定し、時刻t<sub>4</sub>においては時刻t<sub>0</sub>と同じ状態に設定する。また、時刻t<sub>5</sub>では時刻t<sub>4</sub>の状態をそのまま保つ。以後、上述の動作を繰り返すことによって、インバータ回路に印加される電圧V<sub>1</sub>は階段状に電圧が上下する脈流波形状になる。一方、インバータ回路を構成するスイッチング素子S<sub>a</sub>～S<sub>d</sub>は、図1-1(k)～(n)に示すように、上述した充電用スイッチング素子S<sub>1</sub>～S<sub>5</sub>および放電用スイッチング素子S<sub>6</sub>～S<sub>10</sub>の期間t<sub>0</sub>～t<sub>5</sub>の一連の動作ごとに、リーケージトランジストT<sub>2</sub>に印加する電圧極性を反転させる。つまり、期間t<sub>0</sub>～t<sub>5</sub>はスイッチング素子S<sub>a</sub>、S<sub>d</sub>をオン、スイッチング素子S<sub>b</sub>、S<sub>c</sub>をオフにするのであり、期間t<sub>5</sub>～t<sub>10</sub>はスイッチング素子S<sub>a</sub>、S<sub>d</sub>をオフ、スイッチング素子S<sub>b</sub>、S<sub>c</sub>をオンにするのである。このようにして、リーケージトランジストT<sub>1</sub>の1次巻線に印加される電圧は、階段状に電圧が変化し、かつ全体としては正弦波交流波形状に電圧が変化することになる。

【0008】上述の説明から明らかなように、スイッチトキャパシタを構成する充電用スイッチング素子S<sub>1</sub>～S<sub>5</sub>および放電用スイッチング素子S<sub>6</sub>～S<sub>10</sub>と、インバータ回路を構成するスイッチング素子S<sub>a</sub>～S<sub>d</sub>とは互いに連動するように制御される。ここにおいて、リーケージトランジストT<sub>1</sub>に印加される電圧は階段状に変化するものであるが、リーケージトランジストT<sub>1</sub>のリーケージ

成分とコンデンサC<sub>4</sub>とがフィルタとして機能するから、スイッチトキャパシタの階段状の不連続波形を図1-1(p)のようなほぼ連続した波形に成形することができ、正弦波形状の交流電圧V<sub>2</sub>を負荷3に印加することができる。またリーケージトランジストT<sub>1</sub>の巻比を適宜に設定することによって負荷3への印加電圧を所望値に設計できるようになっている。

【0009】この回路構成では、スイッチング素子S<sub>1</sub>～S<sub>10</sub>、S<sub>a</sub>～S<sub>d</sub>をスイッチングさせる周波数を高くすることによって、各キャパシタC<sub>1</sub>～C<sub>3</sub>の1回の充放電のエネルギーを小さくすることができるから、キャパシタC<sub>1</sub>～C<sub>3</sub>の容量を小さくすることができ、小型の電力変換装置を提供することが可能になる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記構成において負荷3に印加する電圧を調節するには、図1-0に図示しているように直流電源Eの出力電圧を可変にすることが考えられる。しかしながら、このように直流電源Eの出力電圧を可変にすると、特別な構成の直流電源Eが必要になって装置が大型化したり、電力変換効率が低下したりするという問題が生じる。

【0011】本発明は上記事由に鑑みて為されたものであり、その目的は、直流電源として特別な構成のものを用いずに電源部の出力電圧波形を制御する構成を採用することによって、装置を大型化したり電力変換効率を低下させたりすることなく負荷への供給電力を調節可能とした電力変換装置を提供することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明は、不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するフィルタ要素とを備え、電源部の出力電圧の周波数成分比を変化させることによりフィルタ要素を通して負荷に供給される電力を調整するものである。この構成によれば、電源部の出力電圧の波形を制御することによってフィルタ要素を通過する電力量を調節するから、電源部の電源としては特別なものを用いる必要がなく、電源部として出力電圧波形を変化させることができる回路構成を採用するだけで負荷への供給電力を容易に調節することができる。その結果、装置が大型化したり電力変換効率を低下させることなく負荷への供給電力を調節することができる。

【0013】請求項2の発明は、請求項1の発明において、フィルタ要素が圧電トランジストよりなるものである。この構成によれば、フィルタ要素として小型のものを用いることになるから、小型化かつ低コスト化が可能になる。請求項3の発明は、請求項1または請求項2の発明において、電源部が、複数個のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランジストへの放電経路に

挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形状とするタイミング制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備え、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させて圧電トランスに印加するインバータ回路を備え、タイミング制御回路による上記タイミングを制御することにより出力電圧の周波数成分比を変化させるものである。この構成によれば、電源部を小型化することが可能であり、しかもスイッチング素子の動作タイミングを制御するだけで出力電圧波形を容易に制御することが可能である。

【0014】請求項4の発明は、請求項1ないし請求項3の発明において、放電灯を負荷とし、フィルタ要素は放電灯を安定に点灯維持することができる電圧を出力するものである。この構成は望ましい実施態様である。請求項5の発明は、不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、圧電素子を挟んで一対の入力電極を対向配置した駆動部から所定距離だけ離して圧電素子に出力電極を設けて発電部が形成されたトランスであって電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するとともに電源部の出力電圧を電圧変換して負荷に印加する圧電トランスとを備え、電源部は、複数個のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形状とするタイミング制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備えるとともに、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させて圧電トランスに印加するインバータ回路を備え、タイミング制御回路による上記タイミングを制御することにより出力電圧の周波数成分比を変化せるものである。この構成によれば、請求項1ないし請求項3の発明と同様の効果を奏する。

【0015】請求項6の発明は、請求項1ないし請求項5の発明において、電源部の出力電圧が休止期間を持つとともに休止期間を調節可能としたものである。この構成は望ましい実施態様である。

【0016】

#### 【発明の実施の形態】

(実施形態1) 本実施形態の回路は図1(a)に示すように、図10に示した回路と同様のものを用いる。すなわち、スイッチトキャパシタおよびインバータ回路により電源部を構成してある。ただし、直流電源Eの出力電圧は一定になっている。本実施形態はタイミング制御回路CNによる放電用スイッチング素子S<sub>6</sub>～S<sub>8</sub>のオン期間を制御することによって、負荷3への供給電力を制

御することを特徴としている。

【0017】すなわち、図10に示した回路におけるリーケージトランスT<sub>1</sub>の1次巻線への印加電圧は、図1(b)に示すような階段状の不連続な波形であって、全体としてはほぼ正弦波交流波形状になっている。ここで、放電用スイッチング素子S<sub>6</sub>～S<sub>8</sub>のオン期間を制御すると、階段状の波形のうち電圧の絶対値がもっとも高くなる期間W<sub>1</sub>が変化することになる。

【0018】いま、図1に示す階段状の波形が正弦波にもっとも近い状態(つまり、階段状波形に含まれる基本波成分が最大になる状態)から期間W<sub>1</sub>を短くする方向に変化させたとする。この場合、階段状波形に含まれる高周波成分が増加することになる。つまり、期間W<sub>1</sub>が短くなることによって、1周期あたりの全エネルギーが減少するとともに、基本波成分が減少し、かつ高周波成分が増加する。いま、階段状波形を基本波成分の周波数である基本周波数の整数倍の成分の和で表すものとすると(フーリエ変換などを施せばよい)、図2に示すように、基本周波数f<sub>0</sub>と基本周波数の整数倍成分f<sub>1</sub>、f<sub>2</sub>、…との成分比で階段状波形に含まれる周波数成分を示すことができる。しかして、期間W<sub>1</sub>を変化させる前の周波数成分が図2に実線で表す関係であったとして、期間W<sub>1</sub>を短くすれば周波数成分は図2に破線で示す関係に変化することになる。

【0019】一方、負荷3に電力を供給する経路にはフィルタ要素として機能するリーケージトランスT<sub>1</sub>およびコンデンサC<sub>4</sub>を設けているから、リーケージトランスT<sub>1</sub>の1次巻線に印加される階段状波形の周波数成分が変化すれば、フィルタを通過する電力が変化し、結果的に負荷3への供給電力も変化することになる。要するに、直流電源Eの出力電圧を変化させることなくタイミング制御回路CNの制御のみによって負荷3への供給電力を調節することが可能になる。その結果、装置を大型化させたり電力変換効率を低下させたりすることなく負荷3への供給電力を容易に調節することができる。他の構成および動作は図10に示したものと同様である。

【0020】ところで、図10に示した構成ではリーケージトランスT<sub>1</sub>の1次巻線への印加電圧が3段階に変化する階段波形状になっている。そこで、最大電圧の期間W<sub>1</sub>を変化させるかわりに、3段のうち図3に示す中間の電圧の期間W<sub>2</sub>を変化させたり、図4に示すもっとも低い電圧の期間W<sub>3</sub>を変化させることも可能である。これらの場合も、期間W<sub>2</sub>、W<sub>3</sub>を制御することによって負荷3への供給電力を調節することができる。

【0021】また、もっとも低い電圧の期間W<sub>3</sub>を変化させる際に、極性が反転する前後で図5のように休止期間Tを設けるようにしてもよい。この休止期間Tを変化させることによっても周波数成分比を変化させることができる。この制御はスイッチング素子<sub>9</sub>のオン期間のみの制御で実現することができるから、制御が簡単であ

る。

【0022】期間 $W_1 \sim W_3$ は任意に組み合わせて制御してもよい。また、スイッチトキャパシタを構成する各スイッチング素子 $S_1 \sim S_{10}$ の状態の切換は一定時間間隔である必要はなく、時間間隔を適宜に変化させてもよい。つまり、半周期の電圧波形が図10に示したものでは対称形になっているが、非対称形となるようにしてもよい。

【0023】(実施形態2) 本実施形態は、図6に示すように、リーケージトランジスト $T_1$ に代えて圧電トランジスト $T_2$ を用いるものである。圧電トランジスト $T_2$ は直方体状の圧電素子11の長手方向の一端部に一对の入力電極12a, 12bを対向させて設け、長手方向の他端面に出力電極13を設けた形状を有している。両入力電極12a, 12bの間に駆動部15として機能し、駆動部15から出力電極13までの間に発電部16が形成される。

【0024】圧電トランジスト $T_2$ は駆動部15に交流電圧を印加することによって圧電素子11に機械的振動を生じさせ、この機械的振動により生じる電圧を出力電極13から取り出すようにしたものである。しかして、機械的振動には慣性があるから、等価的にはフィルタ回路として機能することになる。また、圧電トランジスト $T_2$ は発電部16の長さ寸法に応じた共振周波数を有しており、この共振周波数に近い周波数の電圧を入力電極12a, 12bに印加して圧電素子11を共振させることにより、出力電極13から大きく昇圧された電圧を得ることができるようになっている。

【0025】このように、圧電トランジスト $T_2$ はフィルタ要素としての機能と変圧要素としての機能とを兼ね備えているから、コンデンサ $C_4$ を設けることなくフィルタとして作用させることができる。しかも、鉄芯に巻線を設けたトランジストに比較して圧電トランジスト $T_2$ は小型化可能であるから、全体としての小型化ないし低背化(薄型化)につながる。

【0026】他の構成は図10に示した構成と同様である。ただし、図ではタイミング制御回路CNは図示していない。また、各スイッチング素子 $S_1 \sim S_{10}$ のスイッチングのタイミングは実施形態1と同様である。

(実施形態3) 本実施形態は、図7に示すように、実施形態2の構成において負荷3として冷陰極32を持つ放電管31を用い、放電管31の両端間にコンデンサ $C_5$ を接続したものである。この構成では、放電管31の始動時に高電圧が必要であるが、圧電トランジスト $T_2$ を用いたことにより小型ながら高い昇圧比を得ることができ、結果的に小型の装置を提供することが可能である。他の構成および動作は実施形態2と同様である。

【0027】(実施形態4) 本実施形態は、図8に示すように、図6に示した実施形態2の構成において、スイッチトキャパシタを省略し、圧電トランジスト $T_2$ の1次側にコンデンサ $C_4$ を並列接続し、コンデンサ $C_4$ とイン

ダクタ $L_1$ との直列回路をインバータ回路の出力端間に接続したものである。要するに、インバータ回路を用いて直流電源Eから矩形波状の交流電圧を得る構成とし、この交流電圧をフィルタに通すとともに圧電トランジスト $T_2$ で変圧して負荷3に供給するのである。各スイッチング素子 $S_a \sim S_d$ は図示しないタイミング制御回路により制御される。

【0028】ただし、インバータ回路を構成する各スイッチング素子 $S_a \sim S_d$ の動作タイミングは図9のように設定されている。すなわち、ブリッジ回路の各アームで直列接続されているスイッチング素子 $S_a, S_b$ および $S_c, S_d$ は交互にオンオフさせ、かつ対角位置に設けたスイッチング素子 $S_a, S_d$ および $S_b, S_c$ は同時にオンする期間の前後に各一方のみがオンする期間を設けてある。図9に基づいて説明すれば、期間 $t_1 \sim t_2$ ではスイッチング素子 $S_a, S_d$ がオンになり、図8におけるA点が正極、B点が負極になるから、図9(e)のようにA点-B点間に正電圧が印加される。次に、期間 $t_2 \sim t_3$ ではスイッチング素子 $S_b, S_d$ がオンになるから、A点とB点はともに負極となってA点-B点間に電圧が印加されず、期間 $t_3 \sim t_4$ においてスイッチング素子 $S_b, S_c$ がオンになると、A点が負極、B点が正極になって、図9(e)のようにA点-B点間に負電圧が印加される。その後、期間 $t_4 \sim t_5$ ではスイッチング素子 $S_a, S_d$ がオンになるから、A点とB点はともに正極となってA点-B点間に電圧が印加されなくなる。このようにして、図9(f)に示すようなほぼ連続した電圧波形の電圧を負荷3に印加することができる。

【0029】以上説明したように、A点-B点間の電圧は直流電源Eの出力電圧を絶対値として正負を交互に繰り返し、かつ正負の反転の間に休止期間が存在する電圧波形になる。そこで、スイッチング素子 $S_a, S_b$ とスイッチング素子 $S_c, S_d$ との制御の位相差θをタイミング制御回路によって調節すれば、A点-B点間に電圧を印加している期間 $W_0$ を変化させることができる。期間 $W_0$ が変化すれば、A点-B点間に印加される電圧波形に含まれる周波数成分が変化するとともに、単位時間あたりの供給電力が変化するから、結果的に負荷3への供給電力を変化させることができる。

【0030】ところで、一般に圧電トランジスト $T_2$ は容量成分を持っているから、インバータ回路の出力電圧を印加したときに突入電流が流れる可能性があるが、本実施形態の回路構成では、圧電トランジスト $T_2$ およびコンデンサ $C_4$ の並列回路に対してインダクタ $L_1$ を直列接続したことによってチョークインピット型の回路が構成され、突入電流を軽減することができる。したがって、突入電流によるストレスやノイズの発生を抑制することができる。

【0031】

【発明の効果】請求項1の発明は、不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するフィルタ要素とを備え、電源部の出力電圧の周波数成分比を変化させることによりフィルタ要素を通して負荷に供給される電力を調整するものであり、電源部の出力電圧の波形を制御することによってフィルタ要素を通過する電力量を調節するから、電源部の電源としては特別なものを用いる必要がなく、電源部として出力電圧波形を変化させることができる回路構成を採用するだけで負荷への供給電力を容易に調節することができるという利点がある。その結果、装置が大型化したり電力変換効率を低下させることなく負荷への供給電力を調節することが可能になる。

【0032】請求項2の発明のように、フィルタ要素が圧電トランスよりなるものでは、フィルタ要素として小型のものを用いることになるから、小型化かつ低背化が可能になるという利点がある。請求項3の発明のように、電源部が、複数個のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形状とするタイミング制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備え、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させて圧電トランスに印加するインバータ回路を備え、タイミング制御回路による上記タイミングを制御することにより出力電圧の周波数成分比を変化させるものでは、電源部を小型化することが可能であり、しかもスイッチング素子の動作タイミングを制御するだけで出力電圧波形を容易に制御することが可能であるという利点がある。

【0033】請求項5の発明は、不連続な正弦波状波形の交流を出力する電源部と、圧電素子を挟んで一対の入力電極を対向配置した駆動部から所定距離だけ離して圧電素子に出力電極を設けて発電部が形成されたトランスであって電源部の出力電圧波形をほぼ連続した波形に成形するとともに電源部の出力電圧を電圧変換して負荷に印加する圧電トランスとを備え、電源部は、複数個のキャパシタと、直流電源からキャパシタへの充電経路に挿入された充電用スイッチング素子と、キャパシタから圧電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子とを備え、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させて圧電トランスに印加するインバータ回路を備え、タイミング制御回路による上記タイミングを制御することにより出力電圧の周波数成分比を変化させるものでは、電源部を小型化することが可能であり、しかもスイッチング素子の動作タイミングを制御するだけで出力電圧波形を容易に制御することが可能であるという利点がある。

電トランスへの放電経路に挿入された放電用スイッチング素子と、充電用スイッチング素子および放電用スイッチング素子のオンオフのタイミングを制御することにより出力電圧波形を段階的に変化する脈流波形状とするタイミング制御回路とからなるスイッチトキャパシタを備えるとともに、スイッチトキャパシタの出力電圧の極性を脈流波形の1周期ごとに反転させて圧電トランスに印加するインバータ回路を備え、タイミング制御回路による上記タイミングを制御することにより出力電圧の周波数成分比を変化させるものであり、請求項1ないし請求項3の発明と同様の効果を奏する。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】実施形態1を示し、(a)は回路図、(b)は動作説明図である。

【図2】実施形態1の動作説明図である。

【図3】実施形態1の他の動作説明図である。

【図4】実施形態1のさらに他の動作説明図である。

【図5】実施形態1の別の動作説明図である。

【図6】実施形態2を示す回路図である。

【図7】実施形態3を示す要部回路図である。

【図8】実施形態4を示す回路図である。

【図9】実施形態4の動作説明図である。

【図10】実施形態10を示す回路図である。

【図11】同上の動作説明図である。

#### 【符号の説明】

3 負荷

1 1 圧電素子

1 2 a, 1 2 b 入力電極

1 3 出力電極

1 5 駆動部

1 6 発電部

3 1 放電灯

C<sub>1</sub> ~ C<sub>3</sub> キャパシタ

C N タイミング制御回路

E 直流電源

S<sub>1</sub> ~ S<sub>5</sub> 充電用スイッチング素子

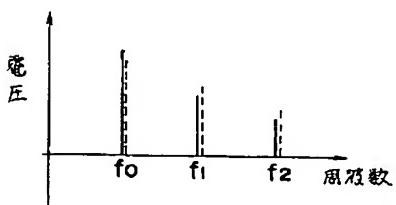
S<sub>6</sub> ~ S<sub>10</sub> 放電用スイッチング素子

S a ~ S d スイッチング素子

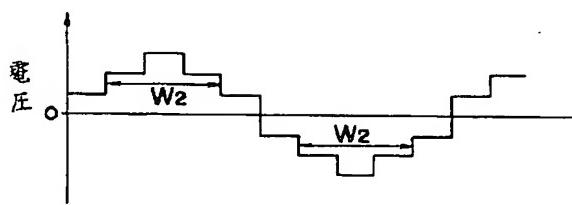
T<sub>1</sub> リーケージトランス

T<sub>2</sub> 圧電トランス

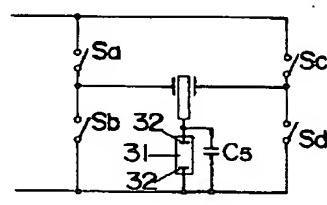
【図2】



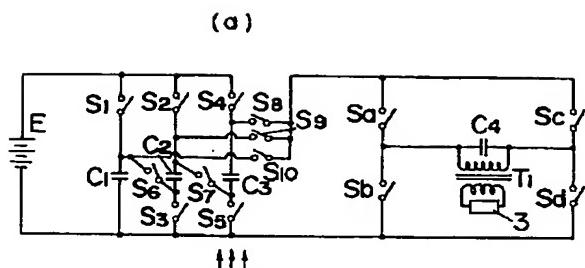
【図3】



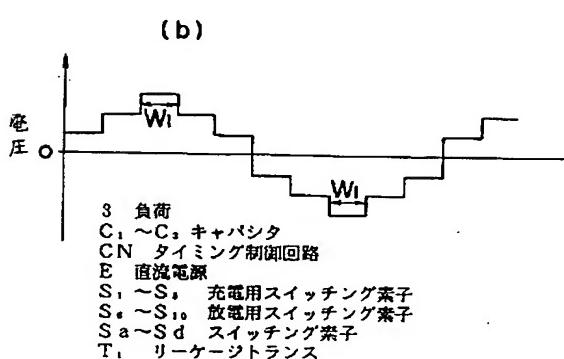
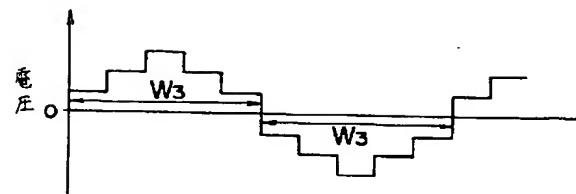
【図7】



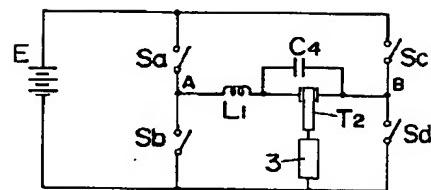
【図1】



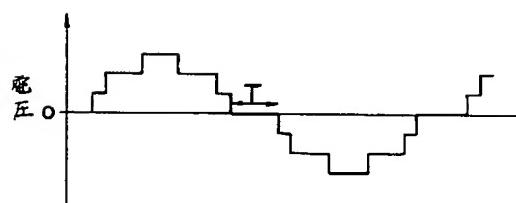
【図4】



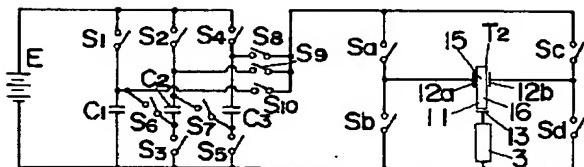
【図8】



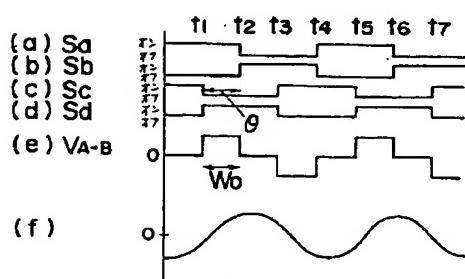
【図5】



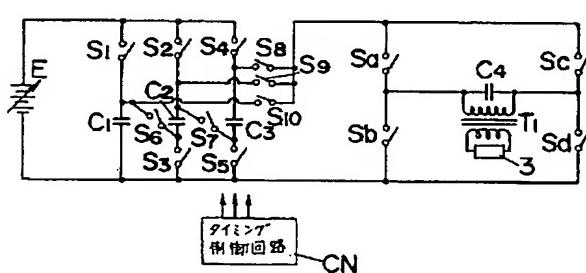
【図6】



【図9】



【図10】



【図11】

